

Filtro-divisor a 30 GHz en tecnología Gap Waveguide

Mariano Baquero Escudero⁽¹⁾, Miguel Ferrando-Rocher⁽¹⁾, Daniel Sánchez Escuderos⁽¹⁾
mbaquero@dcom.upv.es, miferroc@iteam.upv.es, dasanes1@iteam.upv.es.

⁽¹⁾ Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM), Universitat Politècnica de València.
Camino de Vera s/n 46022 Valencia.

Resumen—This paper presents a third-order bandpass filter with a two-way power splitter working between 29.5 GHz and 31 GHz in gap waveguide technology. This filter will be part of a diplexer integrated in ground terminals of future high throughput satellite systems. A shortened pin has been chosen as resonator. The coupling between resonators is controlled with the shortened pins distance. A standard rectangular waveguide WR28 has been chosen as input port, and a coupling window is used to feed the first resonator. The last resonator is coupled to a Groove Gap Waveguide (GGW), which eventually will feed the subarrays. In order to measure the isolated response of the filter-splitter, before being integrated in the antenna, a transition between the GGW and the WR28 has been designed.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones globales deben ser capaces de proporcionar acceso a Internet de alta velocidad en lugares remotos como barcos, aviones, trenes o, incluso, en vehículos de emergencias que acudan a zonas catastróficas. Para ello, es necesario hacer uso de sistemas de comunicaciones por satélite en movimiento (SATCOM *on-the-move* o SOTM), capaces de ofrecer cobertura en grandes áreas geográficas.

En este sentido, recientemente se ha lanzado una nueva generación de satélites funcionando en banda Ka que proporcionan cobertura celular y que ofrece una notable mejora en capacidad, lo que se espera sirva para dar servicios de banda ancha no disponibles hasta la fecha [1]. Estos sistemas requerirán el diseño antenas que trabajen en las bandas de 20 GHz y 30 GHz simultáneamente. Una parte importante del diseño de estas antenas será el diplexor que permita separar el canal de subida (uplink) del de bajada (downlink).

En esta comunicación se presenta el diseño de un filtro paso banda de 29.5 a 31 GHz que, en un futuro, servirá para iniciar el diseño de un diplexor formado por este filtro y un filtro paso banda de 19.7 a 21.2 GHz. Con el objetivo de tener un buen punto de partida, el diseño propuesto incluye también la función de divisor para poder alimentar dos subagrupaciones de una futura antena.

II. DISEÑO FILTRO IDEAL

Las especificaciones del filtro paso banda deben ser las siguientes:

- Paso banda
- Banda de paso: $f_1=29.5$ GHz a $f_2=31$ GHz
- Pérdidas de retorno en la banda de paso: > 20 dB
- Banda eliminada: < 21.2 GHz y > 37 GHz
- Pérdidas de inserción en la banda eliminada ≥ 40 dB

Escogiendo una respuesta Chebyshev de rizado constante, con un filtro de orden 3 se pueden cumplir las especificaciones propuestas. Unas pérdidas de retorno de 20 dB suponen un

rizado de 0.0436 dB. Para este rizado y un orden 3 los coeficientes g_i del filtro serán:

$$g_1 = g_3 = 0,85324; \quad g_2 = 1,1038; \quad g_0 = g_4 = 1$$

La frecuencia central del filtro será $f_c = \sqrt{f_1 f_2} = 30,24$ GHz, y el ancho de banda relativo será $FBW = (f_2 - f_1)/f_c = 0,0496$. Con estos valores, los factores de acoplamiento normalizados, k_{ij} , vendrán dados por:

$$k_{12} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0,0511; \quad k_{23} = \frac{FBW}{\sqrt{g_2 g_3}} = 0,0511$$

Las impedancias normalizadas de los accesos deberán ser:

$$Z_{c1} = \frac{1}{g_1} = 1,1720; \quad Z_{c2} = \frac{1}{g_3} = 1,1720$$

Para un circuito resonante serie con Z_{c1} como resistencia de pérdidas, si se escoge $L = 1/(\omega_c FBW)$, el factor de calidad externo vendrá dado por

$$Q_e = \frac{1}{Z_{c1} FBW} = \frac{g_1}{FBW} = 17,20$$

III. FILTRO-DIVISOR EN TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE

El futuro diplexor que contenga este filtro tiene que estar integrado en una antena diseñada en tecnología Gap Waveguide [2]. Esto hace que existan una serie de parámetros geométricos a los que hay que acoplarse con el filtro. En primer lugar se deben calcular las dimensiones de los postes periódicos que consiguen una banda prohibida en el rango de frecuencias deseado. Para que esta banda se extienda desde la banda de 20 GHz a la de 30 GHz, las dimensiones de los postes deben ser:

- Ancho poste: $w = 0,9$ mm
- Altura poste: $h = 3$ mm
- Periodo postes: $p = 2,25$ mm

La entrada del filtro debe hacerse con una guía estándar WR28, cuyas dimensiones son $a = 7,11$ mm y $b = 3,56$ mm. Esta entrada estará situada por debajo de los postes, por lo que habrá que establecer una ventana de acoplo con el primer resonador. Las salidas serán guías *Groove Gap Waveguide* (GGW), con un ancho de $b_{GGW} = 1,27$ mm y una profundidad de $a_{GGW} = 4,85$ mm (ver figura 1).

Las cavidades resonantes se realizarán mediante postes rebajados [3]. En la figura 1 se muestra el aspecto final del filtro, donde se observan las dos GGW de salida del filtro, tres postes rebajados (en este caso de sección cilíndrica) resonantes, y la ventana de acoplo con la guía WR28 de entrada.

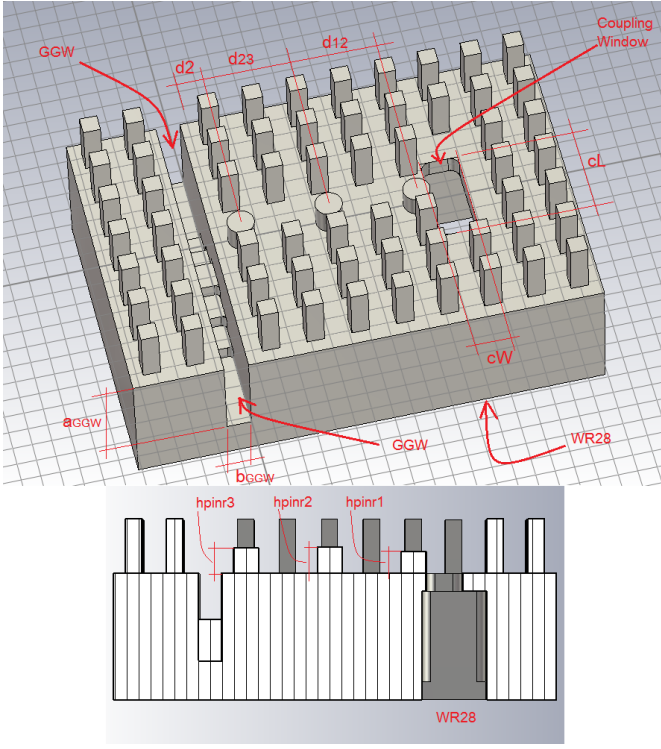


Fig. 1: Respuesta filtro ideal.

Los parámetros de diseño serán las tres alturas de los postes rebajados ($hpinr_1$, $hpinr_2$, $hpinr_3$), con las que se controlarán las frecuencias de resonancia de las tres cavidades; la distancia entre los postes rebajados (d_{12} , d_{23}), con las que se controlarán los acoplos entre cavidades; la dimensión cL de la ventana de acoplo con la WR28; y la distancia d_2 entre el centro del último poste rebajado y el borde de la GGW.

A. Diseño filtro y divisor ideal

Ya que la salida del filtro debe dividirse en dos para alimentar las dos subagrupaciones de la antena, es necesario integrar un divisor en el filtro diseñado. Para ello, necesitamos disponer de un modelo circuital del divisor que se va a implementar.

Dadas la líneas de campo del modo fundamental de la GGW y del modo resonante del poste rebajado, el acoplamiento que aparecerá será de tipo eléctrico, pudiéndose modelar mediante condensadores. Una posibilidad es disponer tres condensadores en pi que conecten el último circuito resonante del filtro con la guía GGW, la cual se podría modelar a su vez como dos resistencias en paralelo. La figura 2 muestra un posible modelo circuital.

El acoplamiento se puede modelar mediante un nuevo factor de acoplamiento, que en este caso se ha denominado k_{34} . Es fácil comprobar que este factor de acoplamiento está directamente relacionado con el factor de calidad externo de salida mediante la ecuación:

$$k_{34} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{Q_{e_{out}} Z_{c2} \omega_3 C_3}}$$

Hay que tener en cuenta que el inversor que aparece al introducir el acoplamiento eléctrico no tiene una respuesta plana en frecuencia y por eso es necesario un pequeño

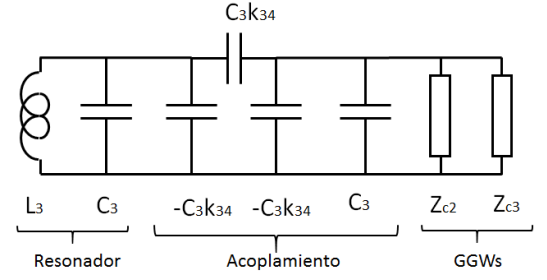


Fig. 2: Modelo circuital acoplamiento último poste rebajado y GGWs.

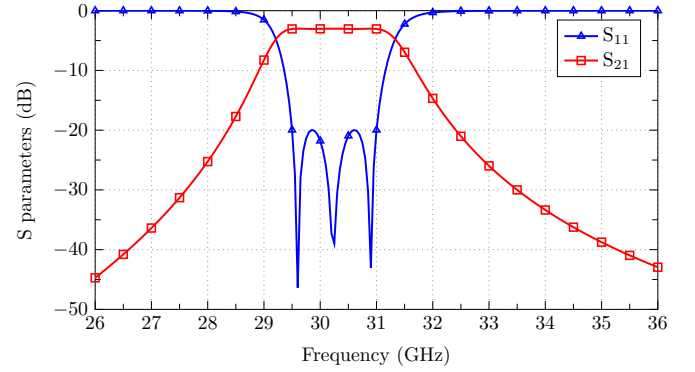


Fig. 3: Respuesta ideal filtro-divisor.

ajuste. Añadiendo este modelo circuital del acoplamiento en el filtro, y optimizando los factores de acoplamiento, k_{12} y k_{23} , las frecuencias de resonancia de los tres resonadores, f_i , $i = 1, 2, 3$, y los factores de calidad externos de entrada y salida, $Q_{e_{in}}$ y $Q_{e_{out}}$, se puede conseguir la respuesta del filtro deseada (ver figura 3). Nótese que las pérdidas de inserción son de 3 dB, debido a que la señal se ha dividido por igual en las dos salidas. Los valores optimizados del modelo circuital son los mostrados en la Tabla I.

B. Frecuencia resonancia versus altura poste

El análisis de la dependencia de la frecuencia de resonancia del poste rebajado con su altura puede hacerse mediante un simulador electromagnético, como CST, escogiendo análisis de autovalores. De este análisis se observa una dependencia lineal entre la frecuencia de resonancia y la altura del poste rebajado. Para el caso de un poste rebajado de diámetro 1.4 mm, la pendiente de la relación lineal entre frecuencia de resonancia y altura del poste es $m_f = -12,88$ GHz/mm.

Al observar que cada uno de los tres postes rebajados que forman el filtro está rodeado por condiciones de contorno ligeramente diferentes entre ellos, se rehizo el estudio de la dependencia de la frecuencia de resonancia con la altura del poste para cada uno de ellos, presentando una pendiente, m_f (GHz/mm), algo diferente para cada uno de los postes. Las nuevas pendientes calculadas fueron:

m_{f1}	m_{f2}	m_{f3}
-8.80 GHz/mm	-11.42 GHz/mm	-11.86 GHz/mm

C. Acoplamiento versus distancia postes

Para el estudio del acoplamiento entre dos postes rebajados se varió la distancia entre los centros de dos postes rebajados

TABLA I: Valores eléctricos optimizados

k_{12}	k_{23}	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	f_3 (GHz)	$Q_{e_{in}}$	$Q_{e_{out}}$
0.0507	0.0512	30.21	30.20	30.24	17.54	16.94

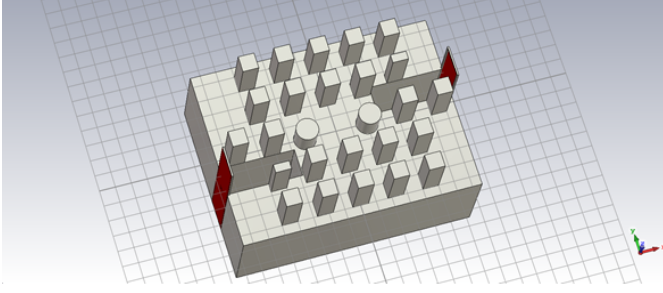
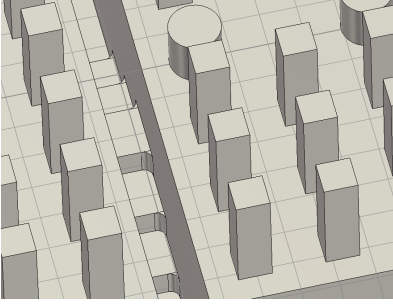


Fig. 4: Dos postes rebajados simétricos.



(a)



(b)

Fig. 5: (a) Ventana de acoplo entre la W28 y el primer poste rebajado. (b) Detalle escalonado en base de la GGW.

iguales (ver figura 4). Excitando de forma débil los dos postes mediante dos guías GGW, y analizando el parámetros S_{21} de la estructura es posible identificar las frecuencias de resonancia par e impar que permitirán calcular el factor de acoplamiento. Un análisis parametrizado de la distancia entre centros de los postes rebajados (d_{ij}) permite encontrar la relación entre esta distancia y el factor de acoplamiento (k_{ij}). Una buena aproximación exponencial de esta relación es:

$$k_{ij} = 0,4498e^{-0,437d_{ij}} - 0,0069 \quad (1)$$

D. Factor de calidad externo de entrada versus tamaño ventana acoplo

La excitación del primer poste rebajado se hará mediante una ventana de acoplo, tal y como se muestra en la figura 5a.

Para el análisis del factor de acoplamiento externo de entrada, se decidió mantener el ancho de la ventana constante ($cW = 2$ mm) y variando de este modo únicamente la longitud de la ventana cL (ver figura 1). El grosor de la ventana, cuya posición era centrada y rasante con el poste rebajado, se escogió de 1 mm. Analizando el parámetro S_{11}

TABLA II: Valores variables

Var. Eléc.	Valor	Var. Geom.	Valor (mm)
k_{12}	0.050745	d_{12}	4.6974
k_{23}	0.051233	d_{23}	4.6781
f_1 (GHz)	30.2109	$hpinr1$	1.2574
f_2 (GHz)	30.2022	$hpinr2$	1.4636
f_3 (GHz)	30.2388	$hpinr3$	1.5224
$Q_{e_{in}}$	17.54	cL	4.7095
$Q_{e_{out}}$	16.94	$d2$	1.1479

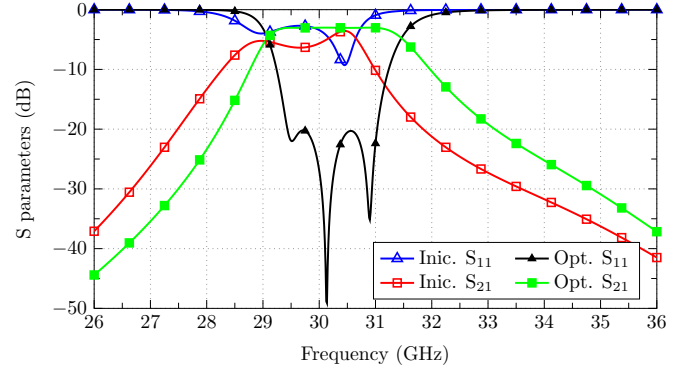


Fig. 6: Respuesta del filtro-divisor.

se obtuvo la relación entre el factor de calidad externo y la dimensión cL . Una buena aproximación exponencial de esta relación es:

$$Q_{e_{in}} = 2,4545 \cdot 10^5 e^{-2,1082cL} + 5,5719 \quad (2)$$

E. Factor de calidad externo de salida versus distancia poste a GGW

Para conseguir un acoplamiento del último poste rebajado con las GGWs que diese lugar a un factor de calidad externo bajo fue necesario introducir un escalonamiento en la base de la GGW, como se muestra en la figura 5b. Para el control del factor de calidad externo se escogió como parámetro geométrico la distancia del centro del poste rebajado al borde de la GGW, $d2$. El análisis de los parámetros de dispersión de la red de tres accesos permite encontrar el factor de calidad externo para cada distancia $d2$. Una buena aproximación exponencial de esta relación es:

$$Q_{e_{out}} = 2,8262e^{1,2854d2} + 4,5803 \quad (3)$$

Con estas ecuaciones de diseño y teniendo en cuenta los parámetros eléctricos ideales se calcularon los parámetros geométricos del filtro, mostrados en la tabla II.

En una primera simulación, debido a las aproximaciones del método, no se cumplían las especificaciones del filtro y fue necesario optimizar las variables geométricas en CST para terminar de afinar la respuesta del filtro. La figura 6 muestra el resultado obtenido tras la optimización. La tabla III muestra los valores tras la optimización. La figura 7 compara la respuesta del filtro simulado con la respuesta ideal.

F. Diseño de las transiciones de GGW a WR28

Para la medida previa de un prototipo del filtro antes de su integración en la antena, es necesario el diseño de

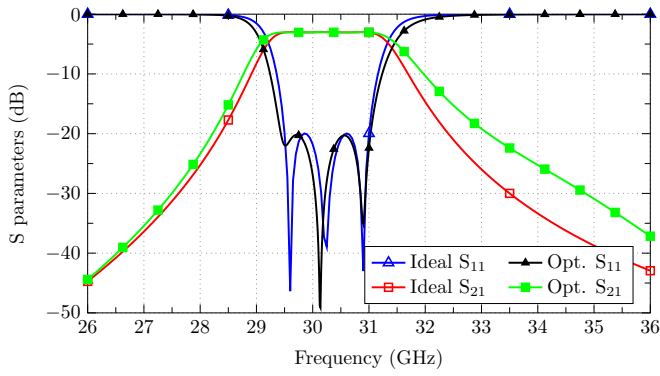


Fig. 7: Respuesta del filtro-divisor versus ideal.

TABLA III: Valores optimizados

d_{12}	d_{23}	hpinr1	hpinr2	hpinr3	cL	d2
4.616	4.631	1.166	1.431	1.377	4.709	1.342

una transición entre las guías GGW y WR28. En la figura 8 se muestra una vista con detalles de la transición. Las dimensiones de la guía de ondas estándar WR-28 son $7.112 \times 3.556 \text{ mm}^2$, mientras que las dimensiones de la guía GGW son $7.85 \times 1.27 \text{ mm}^2$. Tal diferencia en las dimensiones hace obligatorio el uso de una transición entre ambas guías de onda tanto en altura como en anchura. La manera más inmediata de conseguir una buena adaptación para ajustar la altura es hacer uso de una transición escalonada. En este caso, basta con utilizar dos escalones de 0.45 mm y 0.3 mm para adaptar la altura de la guía GGW (7.85 mm) a la altura de la guía WR-28 (7.112 mm).

En cuanto a la anchura se ha diseñado una transición directamente ajustando la anchura de 1.27 mm a 3.556 mm. Además, se ha hecho uso de un *slit* capacitivo para conseguir una buena adaptación de impedancias. Obsérvese, además, que se han tenido en cuenta redondeos de 0.25 mm en todas las esquinas interiores ya que es el radio de la fresa a utilizar en la fabricación del filtro-divisor. Esto evitará discrepancias, al menos en este sentido, entre simulación y medida. Finalmente, en la figura 9 se muestra la respuesta del filtro-divisor incluyendo las transiciones a las guías WR-28 en cada uno de sus puertos. El parámetro S_{11} permanece por debajo de -20 dB en el ancho de banda deseado. Las pérdidas de inserción máximas simuladas son de 0.06dB, suponiendo aluminio como material conductor.

Actualmente se está fabricando un prototipo del filtro presentado, y se espera poder presentar medidas del mismo en el congreso.

IV. CONCLUSIONES

Se ha diseñado un filtro a 30 GHz en tecnología Gap Waveguide mediante postes rebajados integrando un divisor balanceado de uno a dos. Este filtro-divisor formará parte de un diplexor que irá integrado en una antena que irá embarcada en los futuros sistemas de comunicaciones de banda ancha por satélites.

El filtro se ha diseñado utilizando como elemento resonante un poste rebajado, y como parámetros de acoplo la distancia

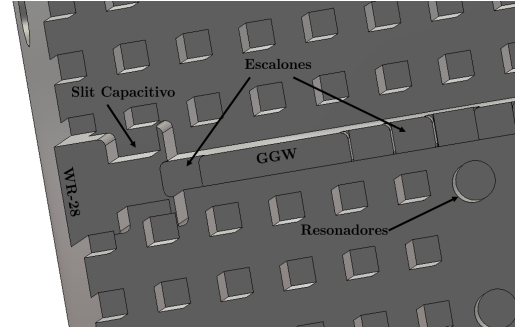


Fig. 8: Detalle transición GGW-WR28

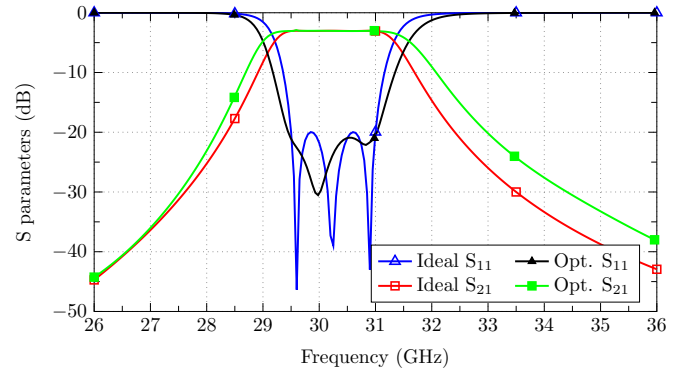


Fig. 9: Respuesta filtro-divisor incluyendo transiciones WR-28.

entre postes resonantes. Se le ha integrado un divisor balanceado haciendo uso del acoplamiento eléctrico entre el último poste resonante del filtro y las guías GGW de salida. Se ha realizado un primer diseño de la estructura y finalmente se han refinado los parámetros geométricos mediante un proceso de optimización para conseguir las especificaciones buscadas.

Con el objetivo de poder medir el prototipo antes de integrarlo en la antena, se ha diseñado una transición de guía GGW a guía WR28 y se ha simulado el filtro-divisor incluyendo estas transiciones. En este dispositivo final se han seguido cumpliendo las especificaciones iniciales. Las medidas del prototipo fabricado se presentarán en el congreso.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad de España mediante el proyecto SATCOM-KA "New antennas for mobile satellite communications in Ka band", TEC2016-79700-C2-1-R.

REFERENCIAS

- [1] E. Feltrin, E. Weller, "New Frontiers for Mobile Satellite Interactive Services," in *5th Advanced Satellite Systems Conference*, pp. 155-161, 2010.
- [2] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metalplates," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 84-87, Apr. 2009.
- [3] M. Baquero-Escudero and A. Valero-Nogueira and M. Ferrando-Rocher and B. Bernardo-Clemente and V. E. Boria-Esbert, "Compact Combline Filter Embedded in a Bed of Nails," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 4, pp. 1461-1471, Apr. 2019.